

## СТАЦИОНАРНЫЕ РЕЖИМЫ УСИЛЕНИЯ СИЛОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ МОДУЛЕЙ

Б. И. ГРИГОРЬЕВ

Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия  
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

Предложена сравнительно простая аналитическая модель зависимостей коэффициента усиления по току от тока коллектора транзисторных модулей, изготовленных на основе приборов с одинаковыми (схема Дарлингтона) либо различными (комплементарная пара) типами проводимости. Определены условия работы транзисторов, составляющих эти модули. Показана возможность определения обобщенного электрофизического параметра эмиттерного перехода и времени жизни неосновных носителей заряда в базовых областях входных транзисторов модулей. Проведена сравнительная оценка представленных теоретических положений с результатами эксперимента. Модель приведена в виде, удобном для определения статических характеристик и других транзисторных модулей, например, составных транзисторов с дополнительной симметрией.

**Ключевые слова:** транзисторные модули, схема Дарлингтона, комплементарная пара, коэффициент усиления по току, время жизни носителей в базе, коэффициент инжекции

**Введение.** Основная функция транзисторных модулей как усилителей электрического тока реализуется, когда составляющие их приборы включены по схемам с общим эмиттером (рис. 1). При этом коэффициент усиления по току схемы Дарлингтона (СД) будет [1]:

$$\beta = I_k / I_{\delta 1} = \beta_1 \beta_2 + \beta_1 + \beta_2, \quad (1)$$

где  $\beta_1 = I_{k1} / I_{\delta 1}$ ,  $I_{k1}$  и  $I_{\delta 1}$  — коэффициент усиления по току, ток коллектора и ток базы входного транзистора  $T_1$ ,  $\beta_2 = I_{k2} / I_{\delta 2}$ ,  $I_{k2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{\delta 1}$  и  $I_{\delta 2}$  — те же параметры выходного транзистора  $T_2$ ,  $I_k = I_{k1} + I_{k2}$  — ток коллектора СД (рис. 1, а). Из приведенных выражений следует, что  $I_{k2} / I_{k1} = \beta_2 (\beta_1 + 1) \beta_1^{-1} \approx \beta_2 \gg 1$ , а это значит, что СД работает в условиях, при которых в базе  $T_2$  реализуется высокий, а в базе  $T_1$  — близкий к низкому уровень инжекции.

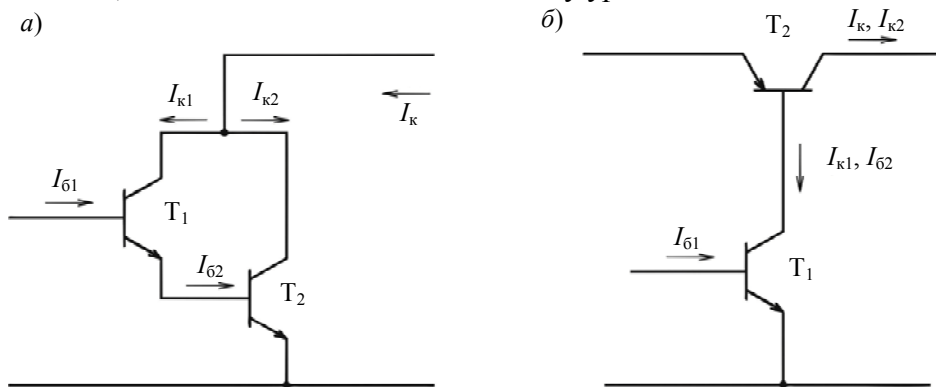


Рис. 1

Коэффициент усиления по току комплементарной пары (КП) составит

$$\beta = I_k / I_{\delta 1} = \beta_1 \beta_2, \quad (2)$$

где  $\beta_2 = I_{k2} / I_{\delta 2}$ ,  $I_{\delta 2} = I_{k1} = I_{\delta 1} \beta_1$  и  $I_{k2} = I_{\delta 2} \beta_2 = I_{\delta 1} \beta_1 \beta_2$  — коэффициент усиления по току, ток базы и ток коллектора выходного транзистора  $T_2$ ;  $I_k = I_{k2}$  — ток коллектора КП (рис. 1, б).

Из приведенных выражений следует, что в КП  $I_{к2} / I_{к1} = \beta_2 \gg 1$ , т.е. реализуются те же, что и в СД, условия работы входного и выходного транзисторов.

В общем случае у всех СД и КП зависимости  $\beta$  от  $I_k$  имеют максимум  $\beta_0$  при  $I_k = I_{к0}$ , смещенный, в отличие от дискретных транзисторов, в сторону больших значений  $I_k$ . Характер этих зависимостей обусловлен рядом физических механизмов, протекающих в базовых областях входного и выходного транзисторов [2, 3]. Доминирующее влияние на  $\beta$  оказывают механизмы рекомбинации Шокли—Рида—Холла (ШРХ) при малых и снижении эффективности эмиттера транзистора  $T_2$  — при больших значениях тока коллектора [4]. В известных нам публикациях отсутствуют не только корректные модельные представления, но и качественные описания зависимости  $\beta$  от  $I_k$  в СД и КП.

При работе СД и КП в режимах усиления коллекторные переходы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  смещены в обратном направлении и коллекторные области не оказывают влияния на процессы, протекающие в  $T_1$  и  $T_2$ . Проанализируем режимы усиления СД и КП, учитывая, что входные транзисторы модулей и выходной транзистор СД имеют структуру  $n^+—n^-—p—n^+$ -типа, а выходной транзистор КП — структуру  $p^+—p^-—n—p^+$ . При этом будем считать, что в эмиттерах  $T_1, T_2$  и в базе  $T_1$  реализуются условия низкого, а в базе  $T_2$  — высокого уровней инжекции. Отметим, что существующая модель процессов в биполярном транзисторе в условиях низких уровней инжекции [2] не учитывает рекомбинации ШРХ и не отражает рост зависимости  $\beta$  от  $I_k$  в области токов коллектора, меньших  $I_{к0}$ . Анализ процессов в транзисторе при токах  $I_k > I_{к0}$  выполнен в работе [4].

**Коэффициент усиления по току входных транзисторов схемы Дарлингтона и элементарной пары.** Рассмотрим стационарный режим усиления биполярного транзистора со структурой  $n^+—n^-—p—n^+$ -типа в схеме с общим эмиттером (рис. 2), у которого концентрация легирующей примеси в базе на 2—3 порядка ниже, чем в эмиттере, и настолько же выше, чем в  $n^-$ -коллекторе. Анализ выполним, полагая, что в базе и эмиттере транзистора уровень инжекции низкий. Кроме того, будем считать, что приложенного к транзистору напряжения коллектор—эмиттер достаточно для того, чтобы его коллекторный переход оставался смещенным в обратном направлении.

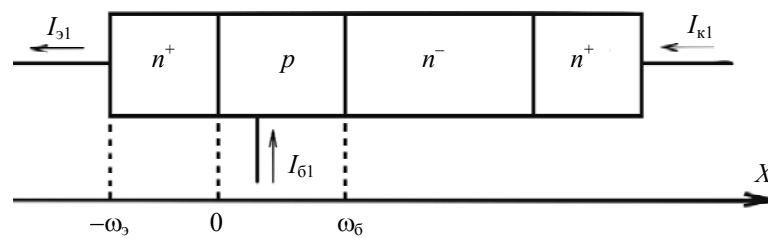


Рис. 2

Движение электронов в базе и дырок в эмиттере транзисторов  $T_1$  на рис. 1 в этих условиях описывается уравнениями непрерывности

$$L_6^2(d^2n_6/dx^2) - n_6 = 0 \text{ и } L_3^2(d^2p_3/dx^2) - p_3 = 0, \tag{3}$$

а плотность токов электронов и дырок уравнениями

$$J_{n6} = -qD_6(dn_6/dx) \text{ и } J_{p3} = qD_3(dp_3/dx), \tag{4}$$

где  $n_6(x), J_{n6}(x), L_6 = (D_6 \tau_6)^{1/2}, D_6$  и  $\tau_6$  — концентрация, плотность тока, диффузионная длина, коэффициент диффузии и время жизни электронов в базе;  $p_3(x), J_{p3}(x), L_3 = (D_3 \tau_3)^{1/2}, D_3$  и  $\tau_3$  — соответствующие параметры дырок в эмиттере;  $q$  — заряд электрона.

Граничные условия имеют вид:

$$n_6(\omega_6) = 0, (dn_6/dx)(\omega_6) = -J_{к1}/qD_6, \\ p_3(0)N_3 = n_6(0)N_6 \text{ и } p_3(-\omega_3) = 0, \tag{5}$$

где  $N_3$  и  $N_6$  — концентрации легирующих примесей в эмиттере и базе,  $J_{к1}$  — плотность тока коллектора транзисторов  $T_1$ .

Из формул (3) и (5) следует, что

$$n_6(x) = (J_{k1} L_6 / q D_6) \operatorname{sh}(W_6 - X_6), \quad (6)$$

$$p_3(x) = [(J_{k1} L_6 / q D_6)(N_6 \operatorname{sh} W_6 / N_3 \operatorname{sh} W_3)] \operatorname{sh}(W_3 + X_3), \quad (7)$$

где  $J_{k1} = I_{k1} / S_{k1}$ ,  $S_{k1}$  — площадь коллектора, равная эффективной площади эмиттера транзистора  $T_1$ ,  $X_6 = x / L_6$ ,  $W_6 = w_6 / L_6$  и  $W_3 = w_3 / L_3$ . В плоскости эмиттерного  $n^+ - p$ -перехода плотность тока эмиттера

$$J_3 = J_{n6}(0) + J_{p3}(0), \quad (8)$$

Раскрыв равенство (8) с помощью (4), (6) и (7), коэффициент усиления по току транзистора  $T_1$  определим в виде

$$\beta_1 = (\operatorname{ch} W_6 - 1 + k)^{-1}, \quad (9)$$

где  $k = N_6 L_6 D_3 \operatorname{sh} W_6 (N_3 L_3 D_6 \operatorname{th} W_3)^{-1}$  — обобщенный электрофизический параметр эмиттерного перехода. Для подавляющего большинства биполярных транзисторов справедливо приближение тонкой базы [2, 3]. Полагая  $W_6 \ll 1$ , преобразуем (9) к виду

$$\beta_1 = (\theta_6 / \tau_6 + k)^{-1}, \quad (10)$$

где  $\theta_6 = w_6^2 / 2D_6$  — время пролета электронов в базе,  $k = N_6 w_6 D_3 (N_3 L_3 D_6 \operatorname{th} W_3)^{-1}$ . Согласно рекомбинации ШРХ [5], параметр  $\tau_6$  возрастает с увеличением  $I_{k1}$  в соответствии с эмпирическим выражением

$$\tau_6 = (\tau_{6\min} + c \tau_{6\max}) / (1 + c), \quad (11)$$

где  $\tau_{6\min}$  и  $\tau_{6\max}$  — минимальное и максимальное значения времени жизни электронов в базе,

$$c = n_6(0) / N_6. \quad (12)$$

Раскрыв (12) с помощью (6) при  $W_6 \ll 1$ , получим  $c = I_{k1} / I_{n1}$ , где  $I_{n1} = q D_6 N_6 S_{k1} / \omega_6$ , после чего (11) запишем в виде

$$\tau_6 = (\tau_{6\max} I_{k1} + \tau_{6\min} I_{n1}) / (I_{k1} + I_{n1}). \quad (13)$$

Подставив (13) в (10), коэффициент усиления по току транзистора  $T_1$  определим как

$$\beta_1 = [\theta_6 (I_{k1} + I_{n1}) / (\tau_{6\max} I_{k1} + \tau_{6\min} I_{n1}) + k]^{-1}. \quad (14)$$

В уравнении (14) однозначно неизвестными параметрами являются  $k$  и  $\tau_{6\min}$ . Для их определения воспользуемся расчетно-экспериментальной методикой, суть которой заключается в следующем. Измерим два значения  $\beta_{11}$  и  $\beta_{12}$ , соответствующие двум значениям тока коллектора  $I_{k11}$ ,  $I_{k12} \ll I_{k01}$ . При этом из (14) следует, что

$$k = \beta_{11}^{-1} - \theta_6 (I_{k11} + I_{n1}) / (\tau_{6\max} I_{k11} + \tau_{6\min} I_{n1}), \quad (15)$$

$$k = \beta_{12}^{-1} - \theta_6 (I_{k12} + I_{n1}) / (\tau_{6\max} I_{k12} + \tau_{6\min} I_{n1}). \quad (16)$$

Приравняв (15) и (16) при  $I_{k12} = 2I_{k11}$ , минимальное значение времени жизни электронов в базе входного транзистора определим из соотношения

$$\tau_{6\min} = \tau_{6\max} f \{ 1 + [1 + 2f I_{n1} I_{k11}^{-1} (a + 3)^{-1}]^{1/2} \}^{-1}, \quad (17)$$

после чего  $k$  найдем из уравнения (15). В выражении (17)  $f = 2(a - 2I_{k11} / I_{n1}) / (a + 3)$ ,  $a = \beta_{11} \beta_{12} (\theta_6 / \tau_{6\max}) / (\beta_{12} - \beta_{11})$ . Остальные неизвестные параметры в (13) легко определить существующими способами [4], например,  $\tau_{6\max}$  — разностным методом [6]. Очевидно, что уравнение (14) описывает зависимость  $\beta_1$  от  $I_{k1}$  и в транзисторах со структурой  $p^+ - p^- - n - p^+$ -типа в области токов коллектора  $I_{k1} < I_{k01}$ . При этом, в частности, параметры  $k$  и  $\tau_{6\min}$  уравнения (14) и для этих типов транзисторов также могут быть определены посредством изложенной расчетно-экспериментальной методики.

**Расчетная модель зависимости  $\beta(I_k)$  составного транзистора.** Из (14) следует, что токи коллектора входных транзисторов СД и КП

$$I_{k1} = z I_{\beta 1} \{ [(I_{\beta 1} - m)^2 + 2z r I_{\beta 1}]^{1/2} - (I_{\beta 1} - m) \}^{-1}, \quad (18)$$

где  $z = 2(\tau_{\beta \min} / \tau_{\beta \max 1}) I_{H1}$ ,  $m = (\theta_{\beta 1} + k \tau_{\beta \min}) \tau_{\beta \max 1}^{-1} I_{H1}$  и  $r = k + (\theta_{\beta 1} / \tau_{\beta \max 1})$ , а из выражения (17) работы [4] — токи коллектора выходных транзисторов этих модулей

$$I_{k2} = 2(y I_{\beta 2} - I_{H2}) \{ 1 + [1 + 4 I_{H2} I_{k02}^{-2} (y I_{\beta 2} - I_{H2})]^{1/2} \}^{-1}, \quad (19)$$

где  $y = 2b(b+1)^{-1} (\tau_{\beta \max 2} / \theta_{\beta 2})$ .

Расчет зависимости  $\beta$  от  $I_k$  схемы Дарлингтона выполняется в соответствии со следующим алгоритмом:

1) задаем первое (начальное) значение тока  $I_{\beta 1}$ , по выражению (18) определяем соответствующее ему значение тока коллектора входного транзистора  $I_{k1}$ , после чего находим  $\beta_1 = I_{k1} / I_{\beta 1}$  и  $I_{\beta 2} = I_{k1} + I_{\beta 1}$ ;

2) по выражению (19) определяем значение тока коллектора выходного транзистора  $I_{k2}$ , после чего — значение  $\beta_2 = I_{k2} / I_{\beta 2}$ ;

3) определяем значение тока коллектора СД  $I_k = I_{k1} + I_{k2}$  и по формуле (1) —  $\beta$ , соответствующее заданному значению тока  $I_{\beta 1}$ ;

4) далее задаем второе значение тока  $I_{\beta 1}$  и согласно шагам 1—3 находим соответствующее уже этому току базы значение  $\beta$  и т.д., в результате чего получаем искомую зависимость  $\beta$  от  $I_k$  схемы Дарлингтона при ее работе в режимах усиления.

Расчет зависимости  $\beta$  от  $I_k$  комплементарной пары выполняется по тому же алгоритму и отличается лишь тем, что в шаге 1 алгоритма  $I_{\beta 2} = I_{k1}$ , а в шаге 3 —  $I_k = I_{k2}$  и коэффициент усиления по току КП при заданном значении тока  $I_{\beta 1}$  определяется по формуле (2).

Выше отмечалось, что уравнение (14) этой работы и уравнение (17) работы [4] справедливы для транзисторов обоих типов проводимости, поэтому с их помощью можно рассчитывать коэффициенты усиления по току любых других вариантов биполярных транзисторных модулей, например, составного транзистора с дополнительной симметрией [7].

**Эксперимент.** Объектом исследований служили схема Дарлингтона, представляющая собой комбинацию входного транзистора КТ 828 и выходного транзистора КТ 808, а также комплементарная пара КТ 828 ( $T_1$ )—КТ 842А ( $T_2$ ). Расчет зависимостей  $\beta$  от  $I_k$  в этих транзисторных модулях проводился по уравнениям (18) и (19) согласно предложенному алгоритму. Параметры, принятые при расчетах, определены согласно методам, информация о которых содержится в работе [4]. Измерения проведены импульсным методом на низкой частоте, исключающей возможность разогрева транзисторов, составляющих испытываемые модули, при  $U_{кз} = 5$  В.

При расчетах зависимости  $\beta$  от  $I_k$  схемы Дарлингтона приняты следующие параметры входного и выходного транзисторов:  $T_1$  (КТ 828) —  $\tau_{\beta \max 1} = 8$  мкс,  $\theta_{\beta 1} = 0,0468$  мкс,  $I_{H1} = 0,825$  А,  $\tau_{\beta \min} = 1,71$  мкс и  $k = 0,00367$ ;  $T_2$  (КТ 808) —  $\tau_{\beta \max 2} = 8$  мкс,  $\theta_{\beta 2} = 0,041$  мкс,  $I_{H2} = 7$  А,  $I_{k02} = 2$  А. Параметры  $k$  и  $\tau_{\beta \min}$  входного транзистора определены по методике, изложенной выше, при  $I_{k11} = 0,1$  А и  $I_{k12} = 0,2$  А. Зависимости коэффициента усиления по току от тока коллектора исследуемой СД приведены на рис. 3, а. Видно, что расчетная (сплошная кривая) и экспериментальная (штрихпунктир) зависимости удовлетворительно согласуются во всем рабочем диапазоне изменения тока коллектора не только качественно, но и количественно с погрешностью не выше 20 %. На рис. 3, б приведены расчетные зависимости коэффициентов усиления по току входного и выходного транзисторов от тока коллектора СД. Видно, что из-за малых значений тока  $I_{k1}$ , протекающего через входной транзистор,  $\beta_1$  увеличивается с ростом тока коллектора СД, что обусловлено механизмом рекомбинации ШРХ в базе  $T_1$ . В выходном транзисторе зависимость  $\beta_2$  от  $I_k$  имеет максимум при  $I_k = I_{k02}$  [4], обусловленный уже двумя

механизмами — рекомбинацией ШРХ в базе  $T_2$  и снижением эффективности эмиттера этого транзистора. Следствием указанных изменений  $\beta_1, \beta_2$  и является зависимость  $\beta(I_K)$  (см. рис. 3, а).

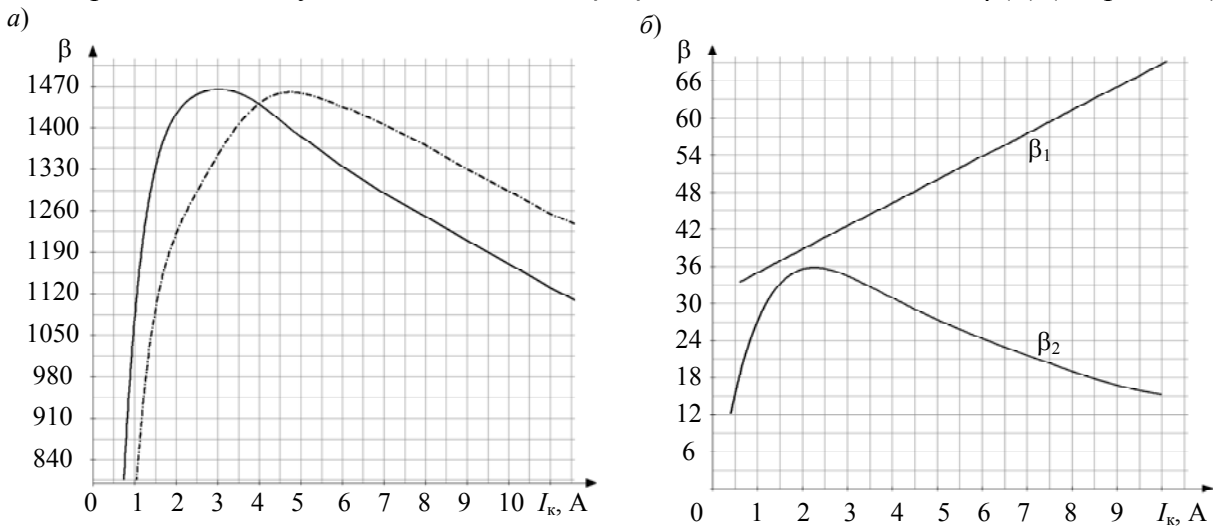


Рис. 3

При расчетах зависимости  $\beta(I_K)$  комплементарной базы приняты те же, что и в СД, параметры транзистора  $T_1$  и следующие параметры выходного транзистора:  $\tau_{бmax2}=6$  мкс,  $\theta_{б2}=0,2$  мкс,  $I_{H2}=0,17$  А,  $I_{K02}=1$  А. Зависимости коэффициента усиления по току от тока коллектора исследуемой КП приведены на рис. 4, а. Видно, что и в этом транзисторном модуле теория и эксперимент дают хорошую сходимость полученных результатов, причем, как и в случае СД, зависимость имеет максимум, смещенный, в отличие от выходного транзистора (рис. 4, б), в сторону больших значений  $I_K$ .

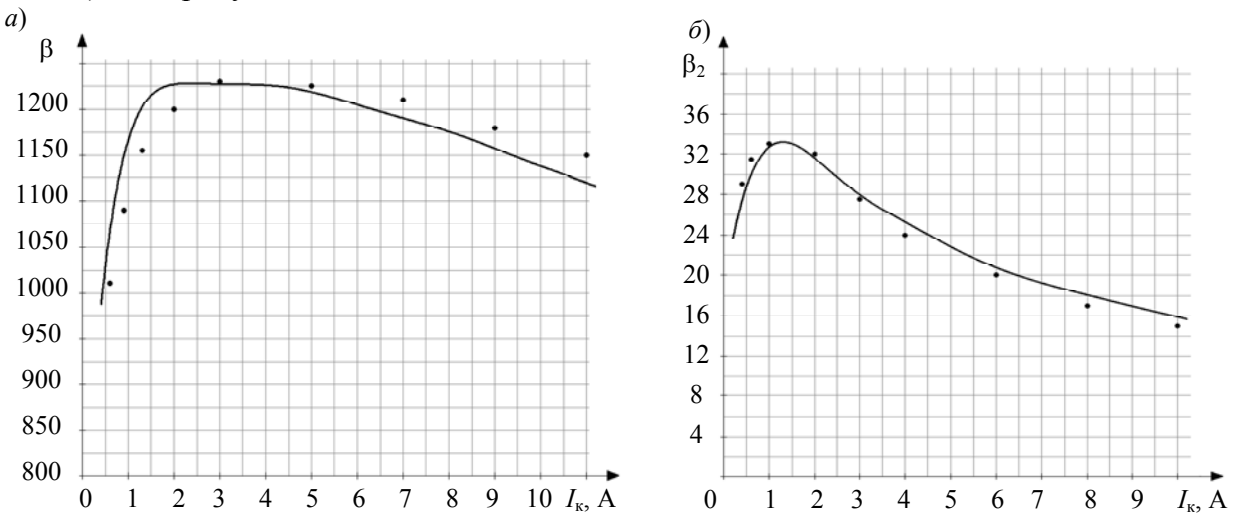


Рис. 4

**Заключение.** Совместный анализ физических и электрических процессов, протекающих в компонентах СД и КП, позволил получить достаточно простую модель, корректно отражающую зависимость  $\beta(I_K)$  этих транзисторных модулей. Модель содержит относительно небольшое число электрофизических параметров структур СД и КП, каждый из которых можно определить известными способами. Исследования показали, что во всем рабочем диапазоне изменения тока коллектора этих транзисторных модулей коэффициент усиления по току входного транзистора из-за малых значений протекающих через них токов и влияния рекомбинации ШРХ только возрастает. В то же время коэффициенты усиления по току выходных транзисторов, где сосредоточена большая часть тока коллектора СД и полностью ток коллектора КП, имеют максимум, обусловленный совместным влиянием на  $\beta_2$  механизмов рекомбинации ШРХ и снижения эффективности эмиттеров этих транзисторов. Как результат, коэффициенты усиления по току СД и КП тоже имеют макси-

мум, сдвинутый по отношению к максимуму  $\beta_2$  в сторону больших значений тока коллектора. Модель обладает определенной универсальностью, так как применима и к другим вариантам биполярных транзисторных модулей, например, к составному транзистору с дополнительной симметрией, где входной транзистор имеет структуру  $p-n-p$ -типа, а выходной —  $n-p-n$ -типа.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куркин Ю. Л., Соколов А. А. Расчет схемы составного транзистора // Электричество. 1958. № 8. С. 66—71.
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов / Пер. с англ.; под ред. Р. А. Сурица. М.: Мир, 1984. 456 с.
3. Блехер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов / Пер. с англ.; под ред. И. В. Грехова. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 248 с.
4. Григорьев Б. И. Стационарные режимы усиления биполярных транзисторов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 372—379.
5. Шокли В., Рид В. Статистика рекомбинации дырок и электронов. Полупроводниковые приборы. М.: Изд-во иностр. лит., 1953.
6. Григорьев Б. И., Рудский В. А., Тогатов В. В. Измерение времени жизни неосновных носителей заряда в высокоомных слоях транзисторных структур // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 7. С. 1514—1521.
7. Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника. М.: Горячая линия—Телеком, 2002. 768 с.

*Сведения об авторе*

**Борис Иванович Григорьев** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра сенсорики;  
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

Рекомендована кафедрой  
сенсорики

Поступила в редакцию  
27.11.15 г.

**Ссылка для цитирования:** Григорьев Б. И. Стационарные режимы усиления силовых биполярных транзисторных модулей // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59, № 4. С. 294—299.

## STATIONARY AMPLIFICATION REGIME OF POWER BIPOLAR TRANSISTOR MODULES

**B. I. Grigor'ev**

*ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia*  
*E-mail: a.a.rassadina@gmail.com*

A relatively simple analytical model of current gain dependency on collector current of transistor module produced on the base of identical devices (Darlington pair) or different (complementary pair) types of conductivity is proposed. The operation conditions for the transistors constituting these modules are defined. The possibility to define a generalized electro-physical parameter of the emitter junction and the lifetime of minor charge carriers in the basic areas of input transistor modules is demonstrated. The developed model is presented in the form convenient for determination of static characteristics of other modules such as composite transistors with additional symmetry. Comparison of the theoretical results with experiments is carried out.

**Keywords:** transistor modules, Darlington pair, complementary pair, current gain, carrier lifetime in the base, injection efficiency

*Data on author*

**Boris I. Grigor'ev** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Sensing Equipment; E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

**For citation:** Grigor'ev B. I. Stationary amplification regime of power bipolar transistor modules // Izv. vuzov. PriBORostroenie. 2016. Vol. 59, N 4. P. 294—299 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2016-59-4-294-299